

- For more records, click the Records link at page end.
- To change the format of selected records, select format and click **Display Selected**.
- To print/save clean copies of selected records from browser click **Print/Save Selected**.
- To have records sent as hardcopy or via email, click **Send Results**.

☒ Select All

☒ Clear Selections

☐ Print/Save Selected

☐ Send Results

☐ Display Selected

Format

Free



1. 17/5/1

011574929 \*\*Image available\*\*

WPI Acc No: 97-551410 /199751

XRPX Acc No: N97-459424

Frequency offset compensation method for mobile communication system - performing compensation based on complex conjugate multiplication for each of several signal components received over different propagation paths

Patent Assignee: SIEMENS AG (SIEI )

Inventor: GUNZELMANN B

Number of Countries: 001 Number of Patents: 001

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Main IPC	Week
DE 19618916	A1	19971113	DE 1018916	A	19960510	H04B-001/12	199751 B

Priority Applications (No Type Date): DE 1018916 A 19960510

Patent Details:

Patent	Kind	Lan	Pg	Filing Notes	Application	Patent
DE 19618916	A1		8			

Abstract (Basic): DE 19618916 A.

The method involves multiplying a signal component with a conjugate-complex and delayed value of the component. The multiplication is carried out for several signal components of a received signal (r). The phase angle of the multiplication results is determined and a corrective value for the frequency offset is formed using the phase angle.

The corrective value is applied to a channel estimator (KS) and a frequency offset estimator (FOS) using already detected data symbols (b circumflex) from a detector (DEK). The frequency offset estimator determines the correction (delta f circumflex) applicable to tuning of the baseband convertor or to the channel estimator, or both.

USE/ADVANTAGE - E.g. for DS-CDMA communication, GSM systems. Exploitation of several signal components reduces scatter of frequency offset estimates, giving better S/N ratio with more reliable correction.

Dwg.1/3

Title Terms: FREQUENCY; OFFSET; COMPENSATE; METHOD; MOBILE; COMMUNICATE; SYSTEM; PERFORMANCE; COMPENSATE; BASED; COMPLEX; CONJUGATE; MULTIPLICATION; SIGNAL; COMPONENT; RECEIVE; PROPAGATE; PATH

Derwent Class: W01; W02

International Patent Class (Main): H04B-001/12

International Patent Class (Additional): H03H-021/00; H04B-001/69; H04B-007/005; H04B-017/00

File Segment: EPI



DEUTSCHES  
PATENTAMT

12 Offenlegungsschrift  
10 DE 196 18 916 A 1

21 Aktenzeichen: 196 18 916.0  
22 Anmeldetag: 10. 5. 96  
43 Offenlegungstag: 13. 11. 97

51 Int. Cl. 6:  
H 04 B 1/12  
H 04 B 7/005  
H 04 B 17/00  
H 04 B 1/69  
H 03 H 21/00

DE 196 18 916 A 1

71 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

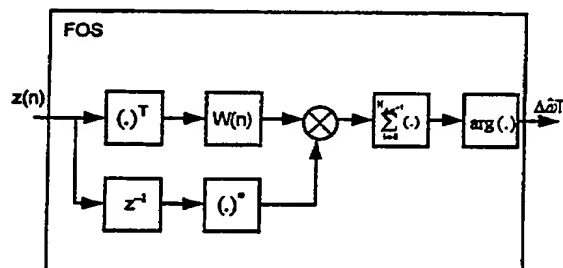
72 Erfinder:  
Gunzelmann, Bertram, Dipl.-Ing., 86163 Augsburg, DE

56 Entgegenhaltungen:  
DE 42 33 965 A1  
F. CLASSEN, H. MEYR u. P. SEHIER, »Maximum likelihood open loop carrier synchronizer for digital radio«, IEEE International Conference on Communications ICC, Mai 1993, S.493-497;

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

54 Verfahren zum Ausgleich eines Frequenz-Offsets in einer Empfangseinheit einer Funkstation in einem Mobil-Kommunikationssystem und derartige Empfangseinheit

57 Es ist ein Verfahren und eine Empfangseinheit zum Ausgleich eines Frequenz-Offsets einer Funkstation in einem Mobil-Kommunikationssystem angegeben, das eine Diversitäts-Information über die Empfangssignale in die Bestimmung des Frequenz-Offsets einbezieht. Es wird eine Multiplikation einer Signalkomponente mit dem konjugiert komplexen und um eine Zeitdauer verzögerten Wert dieser Signalkomponente durchgeführt, jedoch erfolgt diese Multiplikation unter Ausnutzung der Diversitäts-Information jeweils für mehrere, durch unterschiedliche Ausbreitungspfade bedingte Signalkomponenten eines Empfangssignals. Daraufhin werden die Multiplikationsergebnisse für mehrere Signalkomponenten geeignet überlagert und der Phasenwinkel dieser Summe bestimmt. Unter Verwendung des Phasenwinkels wird schließlich ein Korrekturwert für den Frequenz-Offset gebildet. Durch die Einbeziehung mehrerer Signalkomponenten, die unterschiedliche Einflüsse des Doppler-Effektes aufweisen, wird durch eine Mittelung der Einfluß des Doppler-Effektes verringert und es ergibt sich ein genauerer Schätzwert für den z. B. durch Oszillatorinstabilitäten bedingten Frequenz-Offset, der mit Hilfe des Korrekturwertes ausgeglichen werden kann.



DE 196 18 916 A 1

## Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zum Ausgleich eines Frequenz-Offsets in einer Empfangseinheit einer Funkstation in einem Mobil-Kommunikationssystem. Weiterhin bezieht sich die Erfindung auf eine Empfangseinheit zur Durchführung des Verfahrens.

Bei einer Übertragung von Signalen, beispielsweise digitaler Funksignale, über zeitvariante und umwegebahftete Funkkanäle treffen die gesendeten Signale sowohl über unterschiedliche Ausbreitungswege mit unterschiedlichen Laufzeiten und Phasenlagen, als auch mit unterschiedlichen Signalstärken bzw. Empfangspegeln, aus unterschiedlichen Richtungen bei der empfangenden Funkstation ein.

In der deutschen Patentanmeldung 195 06 117 sind diese Funkkanäle und ihre Wechselwirkungen in der empfangenden Funkstation beschrieben. Außer einem Signal auf dem direkten Weg erreicht eine Reihe von Signalkomponenten, die im Fernfeld an Hindernissen oder beispielsweise an einem Gebirge reflektiert werden, über Umwege die empfangende Funkstation. Das Maß der Verzögerung der Signalkomponenten ist abhängig von den Weglängendifferenzen der einzelnen Umwege, während die Pegelwerte durch die auf dem entsprechenden Umweg herrschende Funkfelddämpfung bestimmt werden.

Die von einer sendenden Funkstation abgegebenen Signale erleiden auch in der unmittelbaren Umgebung der empfangenden Funkstation, d. h. im Nahfeld, eine Streuung. Neben der durch Abschattung und Beugung gedämpften Hauptwelle jeder Komponente der Signale auf dem Funkkanal erreicht ein ganzes Bündel von begleitenden, diffusen Wellenkomponenten mit äußerst geringen gegenseitigen Verzögerungen und mit etwa gleich großen Pegelwerten, die empfangende Funkstation. Somit befindet sich die empfangende Funkstation in einem dispersiven Feld von Wellenkomponenten, die im Mittel gleichverteilt aus allen Richtungen auf die Antenne der empfangenden Funkstation einfallen. Die vektorielle Addition der Wellenkomponenten ergibt das resultierende Summensignal pro Signalkomponente an der Antenne, während die resultierende Phase den Phasenwinkel zwischen der direkten Welle und dem resultierenden Vektor beschreibt.

Solange sich eine Mobilstation als empfangende oder sendende Funkstation und/oder die beteiligten Reflexionsstellen in einem stationären Zustand befindet und sich damit nicht bewegt, verändert das Summensignal pro Signalkomponente seine Amplitude und Phase nicht.

Wenn sich die Mobilstation bewegt, erleiden die Wellenkomponenten, die die Antenne aus der Bewegungsrichtung treffen, je nach Einfallswinkel mehr oder weniger ausgeprägte, positive Dopplerverschiebungen. Gleichzeitig erleiden solche Wellenkomponenten, die aus der Gegenrichtung eintreffen, negative Dopplerverschiebungen. Bei der vektoriellen Addition der Wellenkomponenten und unter dem Einfluß der Bewegung der Mobilstation ergibt sich, daß die unterschiedlichen Dopplerverschiebungen der dispersiven Wellenkomponenten, die zu den einzelnen Signalkomponenten gehören, zu ortsabhängigen, stochastischen Amplituden- und Phasenschwankungen pro Signalkomponente führen. Diese Amplituden- und Phasenschwankungen sind jedoch miteinander vektoriell verknüpft. Die stochastischen Schwankungen der über unterschiedliche Umwege empfangenen Signalkomponenten sind aber unkorreliert.

Die Verteilungswahrscheinlichkeit der Amplitudenschwankungen entspricht einer sogenannten Rayleigh-Verteilung und wird allgemein als Rayleigh-Fading bezeichnet, während die Phasenschwankungen gleichverteilt sind und als parasitäres Phasenrauschen (random phase noise) bezeichnet werden.

Auf den Übertragungskkanälen tritt somit eine Reihe von zeitlich nacheinander eintreffenden Signalkomponenten auf, die durch relativ lange Umwege im Fernfeld der Antenne verursacht werden. Der Summenpegel jeder Signalkomponente weist aufgrund der Nahfeldstreuung voneinander unabhängige ortsverteilte, stochastische und geschwindigkeitsabhängige Pegelschwankungen und die damit korrelierten Phasenschwankungen auf. Zusätzlich besitzt jede Signalkomponente das von der Pegelschwankung unabhängige, jedoch auch ortsabhängig veränderliche Dopplerspektrum, dessen spektrale Breite ebenfalls geschwindigkeitsabhängig ist. Zusätzlich unterliegen alle im Fernfeld reflektierten Signalkomponenten, bedingt durch die Ortsabhängigkeit des Mehrwegeprofils, einer ortsabhängigen Verzögerung, bezogen auf den direkten Weg.

Das Empfangssignal  $r(t)$  kann als Zeitfunktion des Sendesignals beschrieben werden:

$$r(t) = h_0(t) + h_1(t - \tau_1) + h_2(t - \tau_2) + h_3(t - \tau_3) \dots + h_n(t - \tau_n)$$

wobei  $\tau_i$  die Verzögerung jeder einzelnen Signalkomponente in Bezug auf den direkten Ausbreitungspfad bezeichnet.

Der Vektor  $h_i(t)$  der Signalkomponente, stellt hierin den Momentanwert des stochastisch schwankenden, komplexen Empfangssignals auf dem entsprechenden Ausbreitungspfad dar.

Bei der Übertragung mit relativ niedrigen Bitraten ist die Nachbarzeichenstörung gering, soweit die Bedingung erfüllt ist, daß die Zeichenlänge der Nutzsignale groß ist gegen die Zeichenverschiebungen im Funkkanal. In solchen Fällen tritt lediglich ein mehrwegebedingter, erhöhter Phasenjitter auf.

Wenn jedoch höhere Bitraten, d. h. kürzere Zeichen, übertragen werden, wirken sich die gegenseitigen Verschiebungen der Signalkomponenten als Nachbarzeichenstörungen aus. Im Grenzfall kann die Verschiebung der einzelnen Signalkomponenten sogar mehrere Zeichen betragen. Sobald eine merkliche Nachbarzeichenstörung auftritt, geht die Erkennbarkeit der Zeichen mit konventionellen Detektoren verloren.

Im folgenden wird insbesondere auf das sogenannte DS(Direct Sequence)-CDMA(Code Division Multiple Access)-Verfahren Bezug genommen. Bei diesem Verfahren werden die Signale im Zeitbereich mit einer um einen Spreizfaktor höheren Codefolge gespreizt. Hierdurch belegt das Sendesignal ein um den Spreizfaktor erweitertes Frequenzband. Viele Teilnehmer nutzen gleichzeitig dasselbe Frequenzband, jedoch mit unterschiedlichen, teilnehmerindividuellen Spreizcodes. Zur Trennung der unterschiedlichen Codes müssen diese einen hinreichenden Korrelationsabstand aufweisen.

Die um den sogenannten Spreizfaktor erhöhte Zeichenfolge des gespreizten Signals wird als Chiprate bezeichnet. Der Spreizfaktor ist folglich der Quotient:

Spreizfaktor  $J = \text{Chiprate/Bitrate}$ .

Bei einem nach dem DS-CDMA-Verfahren arbeitenden Übertragungssystem werden auf der Sendeseite die von einer Datenquelle abgegebenen Nutzsignale mit in Spreizcode-Generatoren erzeugten teilnehmerindividuellen sendeseitigen Spreizcode, dem sogenannten Direct Sequence Code, gespreizt. Nach der Übertragung über den Übertragungskanal, beispielsweise den Funkkanal, werden die empfangenen Signale mit einem dem jeweiligen Spreizcode entsprechenden Korrelationscode korreliert, der in einem Korrelationscode-Generator erzeugt wird. In einer Entscheidungsstufe werden dann die ursprünglichen Nutzsignale wieder hergestellt und an eine Datensenke abgegeben. Für die Korrelation ist eine Synchronität zwischen dem Spreizcode und dem Korrelationscode erforderlich. Diese Synchronität wird zu Beginn der Übertragung hergestellt.

Beim DS-CDMA-Verfahren ist es durch einen Korrelator auf der Empfängerseite möglich, die einzelnen zeitlich aufeinanderfolgenden Signalkomponenten eines Empfangssignals aufzulösen und zur Rekonstruktion der Nutzsignale geeignet zu überlagern. Jedoch auch bei anderen Übertragungsverfahren, wie dem TDMA (time division multiple access)-Verfahren beim GSM-Mobilfunksystem (Global System for Mobile Communications) kann z. B. durch Antennen-, Polarisations- oder Makrodiversität eine Diversitätsinformation über das Nutzsignal zur besseren Signaldetektion genutzt werden.

Eine prinzipielle Voraussetzung für die Detektion der Nutzsignale liegt in der Abstimmung der Empfangsfrequenz einer Empfangseinheit der empfangenden Funkstation in Bezug auf die Sendefrequenz der sendenden Funkstation. Ein Frequenz-Offset bei der Empfangseinheit der empfangenden Funkstation führt zu einer konstant weglaufenden Phase, die die Detektion erschwert. Ein Frequenz-Offset entsteht z. B. dadurch, daß ein Oszillator bei der Übertragung der Empfangssignale ins Basisband nicht exakt auf seiner Soll-Frequenz schwingt bzw. nicht genau auf den komplementären Oszillator des Senders abgestimmt ist. Zu diesem wenig zeitabhängigen Frequenz-Offset addiert sich der durch den Doppler-Effekt verursachte Frequenz-Offset, welcher zeitabhängig ist.

Dem Frequenz-Offset wird durch eine automatische Frequenz-Kontrolle (AFC) entgegengewirkt, die jedoch auf bestimmte Korrekturgrößen zurückgreifen muß.

Aus F. Classen, H. Meyr und P. Sehier, "Maximum likelihood open loop carrier synchronizer for digital radio", IEEE International Conference on Communications ICC, Mai 1993, S. 493—497 ist die Bestimmung einer solchen Korrekturgröße durch eine Bestimmung der Phasendifferenz zweier aufeinanderfolgender Abtastwerte des Nutzsignals bekannt. Hierbei werden jedoch nicht weitere Signalkomponenten, neben der leistungsstärksten Signalkomponente, zur Bestimmung des Frequenz-Offsets beachtet, so daß aufgrund der fehlenden Unterscheidung der den Frequenz-Offset verursachenden Einwirkungen keine optimale Auswahl von Korrekturmaßnahmen möglich ist.

Der Erfindung liegt somit die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren und eine Empfangseinheit anzugeben, mit denen der Ausgleich des Frequenz-Offsets verbessert werden kann. Diese Aufgabe wird durch das Verfahren nach Patentanspruch 1 und die Empfangseinheit nach Patentanspruch 10 gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind den Unteransprüchen zu entnehmen.

Es ist ein Verfahren zum Ausgleich eines Frequenz-Offsets in einer Empfangseinheit einer Funkstation in einem Mobil-Kommunikationssystem angegeben, das eine Diversitäts-Information über die Empfangssignale in die Bestimmung des Frequenz-Offsets einbezieht. Dies geschieht, indem eine Multiplikation einer Signalkomponente mit dem konjugiert komplexen und um eine Zeitdauer verzögerten Wert dieser Signalkomponente durchgeführt wird, jedoch diese Multiplikation unter Ausnutzung der Diversitäts-Information jeweils für mehrere, durch unterschiedliche Ausbreitungspfade bedingte Signalkomponenten eines Empfangssignals erfolgt. Daraufhin werden die Multiplikationsergebnisse für mehrere Signalkomponenten geeignet überlagert (ist beispielsweise durch eine Matrixoperation gegeben) und der Phasenwinkel bestimmt. Unter Verwendung dieses Phasenwinkels wird schließlich ein Korrekturwert für den Frequenz-Offset gebildet. Durch die Einbeziehung mehrerer Signalkomponenten, die unterschiedliche Einflüsse des Doppler-Effektes aufweisen, wird mit einer Mittelung der Einfluß des Doppler-Effektes verringert. Es ergibt sich ein genauerer Schätzwert für den z. B. durch Oszillatorinstabilitäten bedingten Frequenz-Offset, der mit Hilfe des Korrekturwertes ausgeglichen werden kann.

Durch die durch die Multiplikation erzielte Ausnutzung der Energie mehrerer Signalkomponenten wird die Streuung des Ergebnisses der Schätzung des Frequenz-Offsets verringert und ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis erzielt, womit der bestimmte Korrekturwert zuverlässiger ist.

Die für das erfindungsgemäße Verfahren notwendige Diversitäts-Information kann beim DS-CDMA nach der Dekorrelation und somit der Auflösung der einzelnen Ausbreitungspfade oder beim TDMA-Verfahren z. B. im GSM-Mobilfunksystem durch andere Diversitäts-Empfangsverfahren, wie zum Beispiel Antennen- oder Polarisationsdiversität erzeugt werden.

Nach einer vorteilhaften Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Verfahrens beträgt die Zeitdauer der Verzögerung eines Wertes der Signalkomponente eine Symboldauer, wodurch die durch den Frequenz-Offset bedingte Phasendifferenz von Symbol zu Symbol eines digitalen Signals gemessen wird.

Weiterhin erweist es sich als vorteilhaft, die Signalkomponenten vor dem Multiplizieren jeweils mit einem Wichtungsfaktor zu bewerten. Dies geschieht beispielsweise durch Werte, die auf das Signal-Rausch-Verhältnis oder die Signalstärke der bewerteten Signalkomponenten bezogen sind. Diese Wichtungsfaktoren berücksichtigen die unterschiedliche Zuverlässigkeiten der einzelnen Ausbreitungspfade und führen zu einer Verbesserung der Genauigkeit der Schätzgröße für den Frequenz-Offset.

Um die Genauigkeit weiter zu erhöhen werden gemäß einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung die Multi-

plikationsergebnisse für mehrere Zeitpunkte summiert. So entsteht ein Schätzfenster, das mehrere Abtastzeitpunkte des Signals umfaßt. Die Mittelung der Meßergebnisse für die Phasendifferenz erfolgt somit über eine größere Datenbasis. Die Länge des Schätzfensters ist bezogen auf die Empfangsqualität in der Empfangseinheit und/oder die Genauigkeit des zu bestimmenden Korrekturwertes einstellbar. Während des Empfangs kann  
 5 somit die Länge des Schätzfensters adaptiv an die Qualitätsmerkmale der Übertragung angepaßt werden. Durch diese Maßnahme kann der Rechenaufwand bei der Bestimmung der Korrekturgröße und die Genauigkeit der Korrekturgröße den Anforderungen angepaßt werden.

Der bestimmte Korrekturwert für den Frequenz-Offset kann zur Abstimmung eines für die Übertragung des Empfangssignals ins Basisband vorgesehenen Oszillators und/oder zur Parametrisierung eines Kanalschätzers in  
 10 der Empfangseinheit eingesetzt werden.

Das erfindungsgemäße Verfahren und die erfindungsgemäße Empfangseinheit werden im folgenden unter Bezugnahme auf folgende Figuren näher erläutert:

Fig. 1 ein Blockschaltbild einer Funkstation mit einer erfindungsgemäßen Empfangseinheit,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines Kanalschätzers der erfindungsgemäßen Empfangseinheit, und

15 Fig. 3 ein Blockschaltbild eines Schätzers für den Frequenz-Offset entsprechend der Erfindung.

Die Funkstation FS eines Mobil-Kommunikationssystems, beispielhaft wird im folgenden von einem DS-CDMA Mobilfunksystem ausgegangen, enthält eine Antenneneinheit AE, eine Empfangseinheit EE und eine Sendeeinheit SE. Die Empfangseinheit EE und die Sendeeinheit SE, verallgemeinert können jedoch auch  
 20 mehrere dieser Einheiten vorgesehen sein, sind jeweils mit der Antenneneinheit AE verbunden.

Die von der Funkstation FS von einer, nicht dargestellten, sendenden Funkstation empfangenen Empfangssignale  $r$  werden der Empfangseinheit EE über die Antenneneinheit AE zugeführt. Im weiteren wird nur der Empfangsfall dargestellt.

Ein Mittel BB zur Übertragung der Empfangssignale  $r$  ins Basisband wandelt unter Kenntnis der vereinbarten Sendefrequenz  $f_s$  der sendenden Funkstation die Empfangssignale  $r$  in niederfrequente Signale im Basisband um.  
 25 Diese niederfrequenten Signale werden einem Korrelator KOR zugeführt, der die Entspreizung durch Multiplikation mit dem der sendenden Funkstation zugeordneten Spreizcode  $a(t - \tau)$  vornimmt:

$$30 \quad Z^{(n)}(n) = \int_{(n-1)T+T^0}^{nT+T^0} r(t)a(t-\tau^{(n)}) \cdot e^{-j\omega_s t} dt,$$

wobei 1 einen Ausbreitungspfad 1 ... L bezeichnet, und T die Zeitdauer zur Übertragung eines Symbols,  $\tau$  die Laufzeit auf dem jeweiligen Ausbreitungspfad und  $n$  einen diskreten Zeitpunkt repräsentieren.

Die Ausgangsgröße  $Z^{(n)}(n)$  dieser Operation ist die Ausgangsgröße des Korrelators KOR und dient als Eingangsgröße eines Kanalschätzers KS und eines Schätzers FOS für den Frequenz-Offset.

Der Kanalschätzer KS bestimmt die Kanalkoeffizienten  $\hat{h}(n)$ , die zur Modellierung des Funkkanals dienen und die spätere Datendetektion in einem Detektor DEK ermöglichen. Der Detektor DEK stellt als Ausgangsgröße  
 40 die entschiedenen Datensymbole  $\hat{b}(n)$  zur Verfügung.

Zur Schätzung des Frequenz-Offsets ist der Schätzer FOS vorgesehen, dem die Ausgangsgröße  $Z^{(n)}(n)$  des Korrelators KOR und die bereits detektierten Datensymbole  $\hat{b}(n)$  zugeführt werden.

Die Ausgangsgröße  $Z^{(n)}(n)$  des Korrelators KOR enthält noch die Datenmodulation, welche mit

$$45 \quad z^{(n)}(n) = \hat{b}(n) \cdot Z^{(n)}(n) \text{ für } 1 \leq I \leq L$$

rückgängig gemacht wird. Dazu werden die bereits detektierten Datensymbole  $\hat{b}(n)$  verwendet. Im Schätzers FOS für den Frequenz-Offset, der sich in einer laufenden Phase des Empfangssignals  $r$  äußert, wird ein Korrekturwert  $\Delta f$  bestimmt, der entweder zur Abstimmung der Basisbandübertragung der Empfangssignale  $r$  oder zur  
 50 Kanalschätzung, ggf. zu beiden verwendet wird.

Im Kanalschätzer KS nach Fig. 2, der beispielhaft mit rückgeführten entschiedenen Datensymbolen funktioniert (decision directed), findet eine Datendemodulation mit den entschiedenen Datensymbolen  $\hat{b}(n)$  statt, z. B. für eine sogenannte Binary Phase Shift Keying (BPSK) Modulation nach der Gleichung:

$$55 \quad z^{(n)} = \hat{b}(n) \cdot Z^{(n)}(n).$$

Von der Ausgangsgröße  $z^{(n)}(n)$  der Datendemodulation werden die im Kanalschätzer KS bestimmten Kanalkoeffizienten  $\hat{h}(n)$  subtrahiert und das Ergebnis mit einer sogenannten Kalman Gain Matrix  $K(n)$  multipliziert, siehe B. D. Anderson, J. B. Moore, "Optimal filtering", Prentice Hall, 1979, für Einzelheiten der Kalman Filterung.  
 60 Das Ergebnis dieser Multiplikation wird mit der Ausgangsgröße eines Kalman-Filters addiert und man erhält:

$$\hat{x}(n+1|n) = \hat{x}(n|n-1) \cdot F(n),$$

worauf diese Größe  $\hat{x}(n)$  um eine Symboldauer verzögert zur Bestimmung der Kanalkoeffizienten  $\hat{h}(n)$  verwendet wird. Die Kanalkoeffizienten  $\hat{h}(n)$  werden sowohl dem Detektor DEK zur Datendetektion zugeführt, als auch zur Addition mit den Korrelatordaten  $z^{(n)}(n)$  rückgeführt.

Der im Schätzer FOS für den Frequenz-Offset (siehe Fig. 3) bestimmte Korrekturwert  $\Delta f$ , beispielsweise in der Form  $\Delta\omega T$ , dient dazu, die Systemmatrix  $F(n)$  des Kalman-Filters zu modifizieren und so den Frequenz-Off-

set durch die Korrektur der weglafenden Phase auszugleichen. Dies geschieht nach folgender Gleichung:

$$F(n) = F'(n)e^{j\Delta\hat{\omega}T},$$

wobei  $F'(n)$  die Systemmatrix des Kalman-Filters ohne Korrektur ist.

Im Schätzer FOS für den Frequenz-Offset nach Fig. 3 wird dieser spezielle Korrekturwert  $\Delta\hat{\omega}T$  bestimmt. Dazu werden die Signalkomponenten  $z^{(l)}(n)$  (Datendemodulation bereits durchgeführt) zum einen transponiert  $[z^{(l)}(n)]^T$ , und zum anderen um eine Symboldauer verzögert  $z^{(l)}(n-1)$  und letztere zusätzlich in ihre konjugiert komplexe Werte  $[z^{(l)}(n-1)]^*$  umgewandelt. Jede transponierte Signalkomponente  $[z^{(l)}(n)]^T$  wird mit einem Wichtungsfaktor  $W(n)$  bewertet, der dem Signal-Rausch-Verhältnis des jeweiligen Ausbreitungspades entspricht.

Es findet daraufhin eine Multiplikation der bewerteten transponierten Signalkomponenten  $W(n)[z^{(l)}(n)]^T$  mit den konjugiert komplexen, um eine Symboldauer verzögerten Signalkomponenten  $[z^{(l)}(n-1)]^*$  entsprechend folgender Gleichung

$$W(n) \cdot z^T(n) \cdot z^*(n-1)$$

für mehrere Signalkomponenten  $z \leftrightarrow z^{(l)}$  statt.

Die Multiplikationsergebnisse werden summiert:

$$\sum_N W(n) \cdot z^T(n) \cdot z^*(n-1), \quad \text{für L.I.L.}$$

mit L als Anzahl der auflösbaren Ausbreitungspfade, wobei die Summierung über mehrere ein Schätzfenster bildende diskrete Zeitpunkte N im Datenstrom durchgeführt wird, und es wird der Phasenwinkel der Summe bestimmt:

$$\Delta\hat{\omega}T = \arg\left(\sum W(n) \cdot z^T(n) \cdot z^*(n-1)\right).$$

Dieser Phasenwinkel  $\Delta\hat{\omega}T$  wird als Korrekturwert  $\Delta\hat{f}$ , wie in Fig. 2 dargestellt, dem Kanalschätzer KS zum Abgleich des Frequenz-Offsets zugeführt.

Der Korrelator KOR, der Kanalschätzer KS, der Detektor DEK und der Schätzer FOS für den Frequenz-Offset werden vorteilhafterweise durch einen digitalen Signalprozessor (DSP) realisiert, so daß die Parameter zur Schätzung des Frequenz-Offset, z. B. die Fensterlänge, adaptiv in Abhängigkeit von den Empfangsbedingungen und weiteren Vorgaben einstellbar sind. Außer den geschilderten Methoden unter Verwendung bereits detektierter Datensymbole  $\hat{b}(n)$  sind auch andere Methoden mit oder ohne Wissen über die zu detektierenden Daten äquivalent anwendbar.

#### Patentansprüche

1. Verfahren zum Ausgleich eines Frequenz-Offsets in einer Empfangseinheit (EE) einer Funkstation (FS) in einem Mobil-Kommunikationssystem, bei dem
  - eine Multiplikation einer Signalkomponente ( $z(n)$ ) mit dem konjugiert komplexen und um eine Zeitdauer verzögerten Wert ( $z^*(n-1)$ ) dieser Signalkomponente ( $z(n)$ ) durchgeführt wird, wobei die Multiplikation jeweils für mehrere, durch unterschiedliche Ausbreitungspfade bedingte Signalkomponenten ( $z(n)$ ) eines Empfangssignals ( $r$ ) erfolgt,
  - der Phasenwinkel dieses Multiplikationsergebnisses ( $\arg(z^T(n) \cdot z^*(n-1))$ ) der Signalkomponenten ( $z(n)$ ) bestimmt wird, und
  - ein Korrekturwert ( $\Delta\hat{f}$ ) für den Frequenz-Offset unter Verwendung des Phasenwinkels ( $\arg(z^T(n) \cdot z^*(n-1))$ ) gebildet wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, bei dem die Zeitdauer der Verzögerung eines Wertes ( $z^*(n-1)$ ) einer Symboldauer entspricht.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, bei dem zumindest eine Signalkomponente ( $z(n)$ ) und/oder ihr konjugiert komplexer und um eine Zeitdauer verzögerter Wert ( $z^*(n-1)$ ) vor dem Multiplizieren jeweils mit einem Wichtungsfaktor ( $W$ ) bewertet werden.
4. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem die Wichtungsfaktoren ( $W$ ) jeweils auf das Signal-Rausch-Verhältnis der bewerteten Signalkomponenten ( $z(n)$ ) bezogen sind.
5. Verfahren nach Anspruch 3, bei dem die Wichtungsfaktoren ( $W$ ) jeweils auf die Signalstärke der bewerteten Signalkomponenten ( $z(n)$ ) bezogen sind.
6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die Multiplikationsergebnisse ( $z^T(n) \cdot z^*(n-1)$ ) für mehrere Zeitpunkte summiert werden  $\sum z^T(n) \cdot z^*(n-1)$ .
7. Verfahren nach Anspruch 6, bei dem mehrere diskrete Zeitpunkte ein Schätzfenster bilden, und die Länge des Schätzfensters bezogen auf die Empfangsqualität in der Empfangseinheit (EE) und/oder die Genauigkeit des zu bestimmenden Korrekturwertes ( $\Delta\hat{f}$ ) einstellbar ist.

8. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem der bestimmte Korrekturwert ( $\Delta f$ ) für den Frequenz-Offset zur Abstimmung eines für die Übertragung des Empfangssignals ( $r$ ) ins Basisband vorgesehenen Oszillators und/oder zur Parametrisierung eines Kanalschätzers (KS) eingesetzt wird.

9. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, bei dem die durch unterschiedliche Ausbreitungspfade bedingten Signalkomponenten ( $z(n)$ )

- auf einer Antenne (AE) durch Laufzeitdifferenzen nacheinander eintreffende Signalkomponenten ( $z(n)$ ) eines Empfangssignals ( $r$ ) bei einem DS-CDMA-Übertragungsverfahren oder
- durch Antennen- oder Polarisationsdiversity getrennte Signalkomponenten ( $z(n)$ ) eines Empfangssignals ( $r$ ) sind.

10. Empfangseinheit (EE) einer Funkstation (FS) für ein Mobil-Kommunikationssystem, bei der ein Schätzer (FOS) für den Frequenz-Offset vorgesehen ist

- zur Multiplikation einer Signalkomponente ( $z(n)$ ) mit dem konjugiert komplexen und um eine Zeitdauer verzögerten Wert ( $z^*(n-1)$ ) dieser Signalkomponente ( $z(n)$ ),
- wobei die Multiplikation jeweils für mehrere, durch unterschiedliche Ausbreitungspfade bedingte Signalkomponenten ( $z(n)$ ) eines Empfangssignals ( $r$ ) erfolgt,
- zur Bestimmung des Phasenwinkels des Multiplikationsergebnisses ( $\arg(z^T(n) \cdot z^*(n-1))$ ) der Signalkomponenten ( $z(n)$ ), und
- zur Bestimmung eines Korrekturwertes ( $\Delta f$ ) für den Frequenz-Offset unter Verwendung des Phasenwinkels ( $\arg(z^T(n) \cdot z^*(n-1))$ ).

11. Empfangseinheit (EE) nach Anspruch 10, bei der der Schätzer (FOS) für den Frequenz-Offset vor dem Multiplizieren die Bewertung der zumindest einen Signalkomponente ( $z(n)$ ) und/oder ihres konjugiert komplexen und um eine Zeitdauer verzögerten Werts ( $z^*(n-1)$ ) jeweils mit einem Wichtungsfaktor ( $W$ ) vorsieht.

12. Empfangseinheit (EE) nach Anspruch 11, bei der die Wichtungsfaktoren ( $W$ ) jeweils auf das Signal-Rausch-Verhältnis oder die Signalstärke der bewerteten Signalkomponenten ( $z(n)$ ) bezogen sind.

13. Empfangseinheit (EE) nach einem der Ansprüche 10 bis 12, bei der der Schätzer (FOS) für den Frequenz-Offset zur Summierung  $\sum z^T(n) \cdot z^*(n-1)$  der Multiplikationsergebnisse ( $z^T(n) \cdot z^*(n-1)$ ) für mehrere Zeitpunkte vorgesehen ist.

14. Empfangseinheit (EE) nach Anspruch 13, bei der mehrere diskrete Zeitpunkte ein Schätzfenster bilden, und die Länge des Schätzfensters bezogen auf die Empfangsqualität in der Empfangseinheit (EE) und/oder die Genauigkeit des zu bestimmenden Korrekturwertes ( $\Delta f$ ) einstellbar ist.

15. Empfangseinheit (EE) nach einem der Ansprüche 10 bis 14, die Teil einer Mobilstation (MS) oder Basisstation (BS) bildet und auf der Funkschnittstelle zwischen Mobilstation (MS) und Basisstation (BS) ein sogenanntes Direct Sequence CDMA-Übertragungsverfahren angewandt wird.

---

Hierzu 2 Seite(n) Zeichnungen

Fig 1

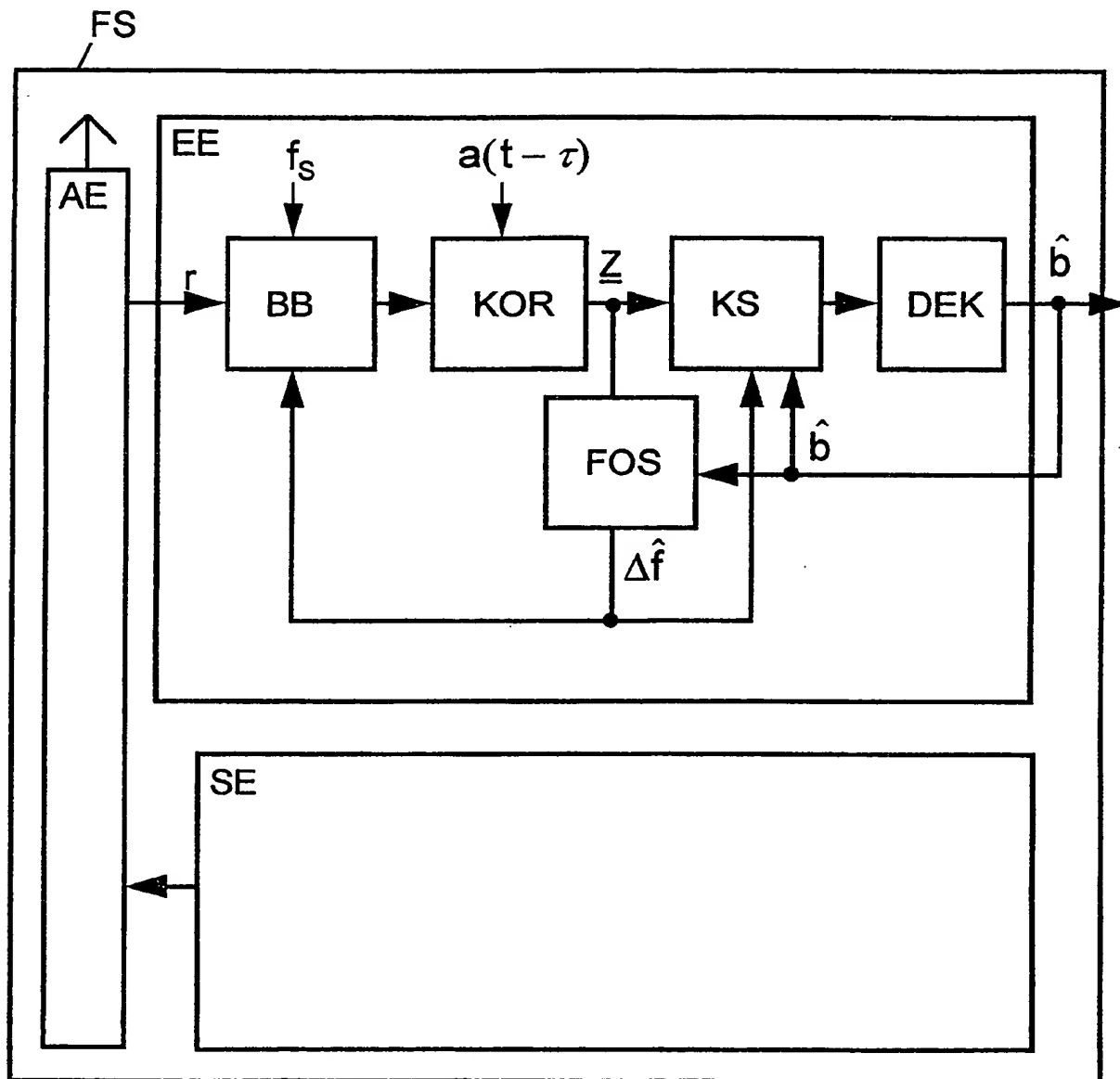




Fig 2

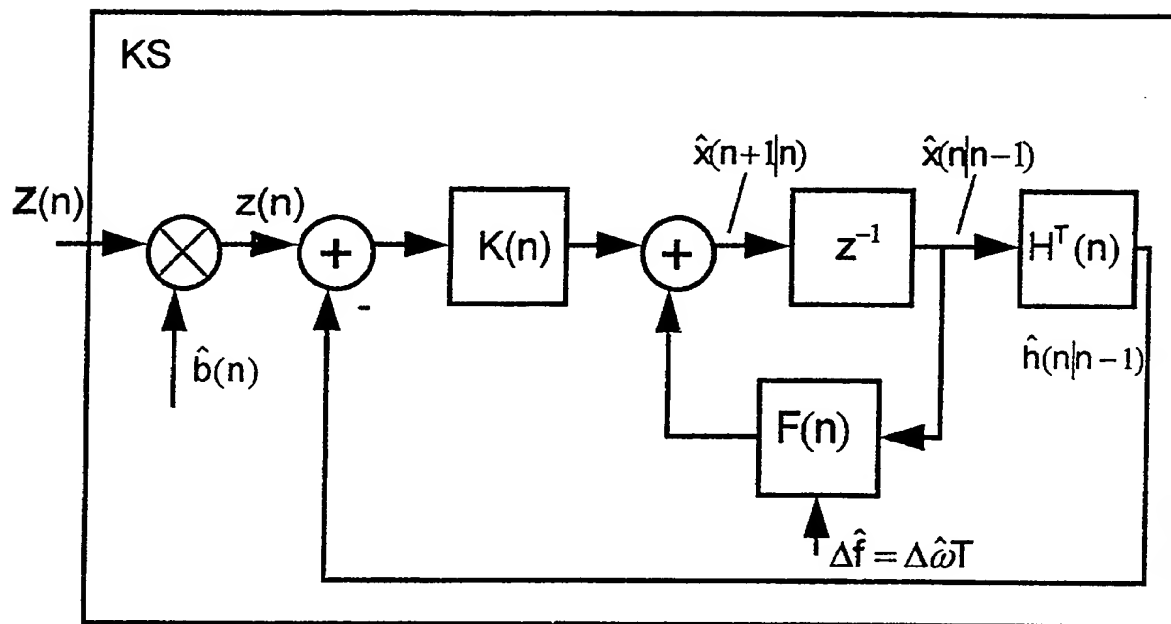


Fig 3

